

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2002125400 A  
(43) Date of publication of application: 26.04.2002

(51) Int. Cl H02P 21/00

(21) Application number: 2001249297

(71) Applicant: LG INDUSTRIAL SYST CO LTD

(22) Date of filing: 20.08.2001

(72) Inventor: CHO BYUNG GUK

(30) Priority: 18.08.2000 KR 2000 200047836

**(54) SYSTEM AND METHOD FOR CONTROLLING  
SENSORLESS VECTOR OF INDUCTION  
MOTOR**

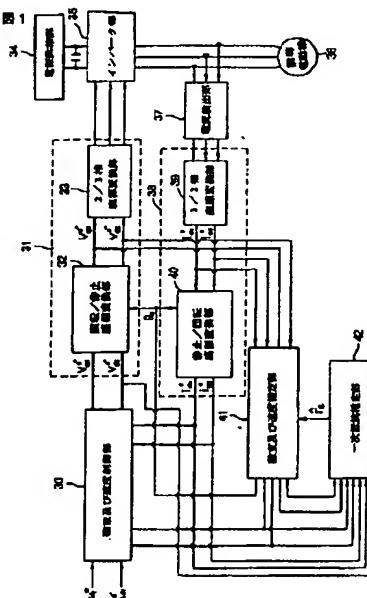
**(57) Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a system and a method for sensorless vector control of induction motor, which can estimate the magnetic flux and the velocity of an induction motor, without using a speed sensor.

**SOLUTION:** A system for controlling the sensorless vector of an induction motor includes a magnetic flux and speed controller 30, which receives a command value and generates two-phase voltage of DC components, a first coordinate transform unit 31 which transforms the two-phase voltage of the DC components into three-phase voltage of AC components, an inverter 35 which receives the three-phase voltage of AC components and drives the induction motor 36, a current detector 37 which detects the three-phase current of the AC components flowing between the inverter 35 and the induction motor 36, a second coordinate transform unit 38 which transforms the three-phase current of the AC components into the two-phase current of DC components, a magnetic flux and speed estimator 41 which estimates the magnetic flux and velocity required for vector control from the two-phase voltage

and two-phase current of the DC components, and a primary resistance estimator 42, which estimates primary resistance from the two-phase voltage and two-phase current of the DC components and the estimates of magnetic flux and speed.

COPYRIGHT: (C)2002,JPO



**BEST AVAILABLE COPY**

(19) 대한민국특허청 (KR)  
 (12) 등록특허공보 (B1)

(51) . Int. Cl. 7  
 H02P 21/00

(45) 공고일자 2003년02월06일  
 (11) 등록번호 10-0371369  
 (24) 등록일자 2003년01월23일

(21) 출원번호 10-2000-0047836  
 (22) 출원일자 2000년08월18일

(65) 공개번호 특2002-0014506  
 (43) 공개일자 2002년02월25일

(73) 특허권자 엘지산전 주식회사  
 서울 영등포구 여의도동 20번지

(72) 발명자 조병국  
 경기도안양시동안구관양동 1586-2 한가람삼성아파트 208동 602호

(74) 대리인 박장원

심사관 : 전용해

(54) 유도 전동기의 벡터 제어 시스템

요약

본 발명은 유도 전동기의 벡터 제어 시스템에 관한 것으로, 종래의 기술에 의한 속도 제어 시스템은 자속 성분( $\hat{I}_{21}$ )을 비례적분 제어하여 속도를 추정하기 위하여, 비례상수 및 적분상수 값을 정확히 산출하여야 하는데, 이는 전동기마다 그 특성이 다르기 때문에 현실적으로 매우 어렵다. 또한 이와 같은 방식은 정상 상태만을 고려한 것으로, 과도 상태에 대한 고려는 전혀 없기 때문에 벡터제어의 강점인 순시 토크 제어는 할 수 없는 문제점이 있었다. 따라서, 본 발명은 속도 제어 및 토크 제어가 필요한 웅용 분야에서 속도 센서 없이 정밀한 제어가 가능하므로 추가적인 센서 취부로 인하여 발생되어지는 문제점을 제거하면서 벡터제어가 가능하므로 그 동안 가격, 취부 및 노이즈로 인한 고정밀 제어를 하지 못한 모든 웅용분야에 적용이 가능한 효과가 있다.

대표도

도 2

명세서

도면의 간단한 설명

도1은 종래 유도 전동기 제어 시스템의 구성을 보이! 블록도.

도2는 본 발명에 의한 유도 전동기 제어 시스템의 구성을 보인 블록도.

도3은 상기 도2에서 자속 및 속도 추정기의 상세 구성을 보인 블록도.

도4는 상기 도3에서 자속 및 속도 추정을 위한 과정을 설명하기 위한 구성도.

도5는 상기 도2에서 일차 저항 추정기의 상세 구성을 보인 블록도.

\*\*\*도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명\*\*\*

1a, 1b, 1c, 1d : 감산기 2 : 속도 제어기

3a : 토크분 전류 제어기 3b : 자속분 전류 제어기

4 : 동기/정지 좌표 변환기 5 : 2/3상 좌표 변환기

6 : DC 림크 전압 센싱부 7 : 인버터부

8 : 전류 검출부 9 : 3/2상 좌표 변환기

10 : 정지/동기 좌표계 11 : 자속 및 속도 추정기

12 : 일차저항 추정기 13 : 자속 제어기

14 : 가산기 15 : 자속 전류 연산부

16 : 유도 전동기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 유도 전동기의 벡터 제어 시스템에 관한 것으로, 특히 속도 측정 장치를 사용하지 않고 유도 전동기의 자속 및 속도를 추정할 수 있도록 한 유도 전동기의 벡터 제어 시스템에 관한 것이다.

산업계에서 직류 전동기는 제어의 용의성에 의하여 오랫동안 고정도 가변속 속도 제어 장치에 이용되어 왔지만, 유지 보수 측면이 단점으로 존재한다.

한편, 유도 전동기는 구조가 간단하고 견고하기 때문에 유지 및 보수에 대단한 장점을 가지고 있으며 특히 가격이 저렴하여 산업계에서 널리 사용되어 왔지만, 제어의 어려움 때문에 주로 정속 운전용에 사용되어져 왔다.

그러나, 1960년대 말 벡터 제어 이론의 도입과 더불어 고속의 전력용 반도체 소자의 등장과 고성능 마이크로 프로세서의 발달로 유도 전동기의 가변속 운전이 가능하게 되었을 뿐만 아니라, 속도 제어 특성이 기존의 직류 전동기 이상의 수준으로 제어가 가능하여 기존 직류 전동기가 이용된 가변속 제어 분야에서도 유도 전동기가 대체해 나가게 되었다.

그러나, 유도 전동기 벡터 제어를 하기 위해서는 전동기의 속도 정보 또는 자속 정보가 필수적인데, 일반적으로 타코 제너레이터(Tacho Generator)나 레졸버(Resolver) 또는 퍼스 인코더(Pulse Encoder)와 같은 속도 정보 센서나 자속 센서가 필요하다.

그런데, 이러한 센서들은 취부가 어렵고 설치 환경에 민감하여 노이즈와 같은 환경에 취약할 뿐만 아니라, 경제적인 면에서 가격 상승의 원인이 된다.

따라서, 이러한 이유로 인하여 속도 센서가 필요없는 센서리스(Sensorless) 벡터 제어에 관한 연구가 지속적으로 연구되어 왔다.

그 중 대표적인 방법들은 MRAS(Model Reference Adaptive System), 자속 관측기(Flux Observer) 및 전동기의 연립 미분 방정식을 이용하여 직접 자속을 추정하여 제어하는 방식들이 연구되어지고 있다.

그러나, 지금까지 이러한 방식들은 저속 구간에서 안정된 동작들을 보장하지 못할 뿐만 아니라, 순시적으로 저속에서 동작이 가능 하더라도 장시간 운전에 따른 전동기 상수 변화, 특히 전동기 일차측 저항 및 전압 오차에 의하여 안정된 동작을 보장하기가 어려운 것이 현실이다.

또한, 속도제어 및 토크제어를 동시에 안정되게 동작하기에는 더욱더 어렵다.

따라서, 본 발명은 이러한 단점을 해결하기 위하여 자속을 직접 추정하여 저속에서도 벡터 제어가 안정되게 동작하고, 속도 제어 및 토크 제어를 할 수 있는 속도 센서없는 센서리스 벡터 제어 방법을 제공하는데 그 목적이 있다.

종래의 기술 구성은 도1에 나타난 것과 같이 전류/전압 지령기(45)와 직류/교류 변환기(46)와 상전압 변환기(47)와 인버터(48)와 전동기(49)와 전류 센싱부(50)와 상전류 변환기(51)와 자속 연산부(52)와 직류 교류 변환부(53)와 적분 상수 계산부(54)와 비례 상수 계산부(55)와 가산기(56a, 56b)와 적분기(57)와 슬립 연산기(58)와 속도 제어기(59)와 감산기(60)로 구성되었다.

종래 기술의 동작 설명은 기준속도( $\omega_r$ )와 기준 자속분 전류( $i_{r*}$ )가 주어지면 속도 제어기(59)는 감산기(60) 출력을 입력으로 기준 토크분 전류( $i_{\theta*}$ )를 출력하고 전류/전압 지령기(45)에 기준 자속분 전류( $i_{r*}$ )와 함께 입력되어 직류 기준전압( $v_{rd}$ ,  $v_{r\theta}$ )를 계산하고 계산된 직류 기준 전압은 직류/교류 변환기(47)에 의하여 2상 교류 전압( $v_d$ ,  $v_q$ )으로 변환되고, 이 값은 상전압 변환기(47)에 의하여 기준 상전압으로 변환된다.

변환된 기준 상전압( $v_d$ ,  $v_q$ )은 인버터(48)에 의하여 전동기(49)를 구동한다.

이와 같이 전압이 인가되어 전동기(49)가 구동되면 전류 센싱부(50)에 의하여 상전류( $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_c$ )를 센싱하고, 센싱된 상전류는 상전류 변환기(51)에 의하여 자속 연산부(52)의 입력 신호( $i_d$ ,  $i_q$ )를 만들고, 2상 기준 교류 전압( $v_d$ ,  $v_q$ )과 함께 2상 교류 자속( $\hat{i}_{d2}$ ,  $\hat{i}_{q2}$ )을 추정하고 교류/직류 변환기(53)에 의하여 직류 자속( $\hat{i}_{d2}$ ,  $\hat{i}_{q2}$ )을 추정하고, 추정된 직류 자속 성분 중  $\hat{i}_d$  성분은 적분 상수 계산부(54)와 비례 상수 계산부(55)에 의하여 속도( $\hat{\omega}_r$ )를 추정한다.

추정된 속도는 감산기(60)에 의하여 기준속도( $\omega_r$ )와의 오차를 만들어 속도 제어기(59)의 입력으로 사용된다.

또한, 추정된 속도( $\hat{\omega}_r$ )는 슬립 연산기(58)의 출력과 함께 가산기(56b)에 의하여 가산되고 이 가산된 값( $\hat{\omega}_r$ )은 적분기(57)를 거쳐 좌표 변환에 필요한 각도( $\hat{\theta}_r$ )를 추정한다.

### 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

그러나, 상기 종래의 기술에 의한 속도 제어 시스템은 자속 성분( $\hat{i}_{2i}$ )을 비례적분 제어하여 속도를 추정하기 위하여, 비례상수 및 적분상수 값을 정확히 산출하여야 하는데, 이는 전동기마다 그 특성이 다르기 때문에 현실적으로 매우 어렵다. 또한 이와 같은 방식은 정상 상태만을 고려한 것으로, 과도 상태에 대한 고려는 전혀 없기 때문에 벡터제어의 강점인 순시 토크 제어는 할 수 없는 문제점이 있었다.

따라서, 본 발명은 상기와 같은 종래의 문제점을 해결하기 위하여 창출한 것으로, 유도 전동기의 속도 센서 없는 벡터 제어를 저속까지 안정하게 제어하고자 하는데, 그 목적이 있으며 기존의 방식 보다도 고정밀 속도 및 토크 제어가 가능하며 특히 저속 구간에서의 전동기 상수 변화 및 전압 오차에 대하여 자동적으로 보상하여 주는 제어 방법을 제공하는데 그 목적이 있다.

### 발명의 구성 및 작용

이와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 기준속도( $\omega_r$ )와 추정속도( $\hat{\omega}$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 속도 제어기(2)와; 그 출력값과 토크분 전류( $i_{ds}$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 토크분 전류 제어기(3a)와; 기준자속( $i_{ds}$ )과 추정자속( $\hat{i}_{ds}$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 자속 제어기(13)와; 기준자속( $i_{ds}$ )의 자속분 전류( $i_{ds\_init}$ )와 상기 자속제어기(13)의 오프셋 전류( $i_{ds\_offsett}$ )를 가산한 값과 실제 자속분 전류( $i_{ds}$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 자속분 전류제어기(3b)와; 상기 토크분 및 자속분 전류 제어기(3a,3b)에서 출력된 동기 좌표계상의 d축 전압( $v_d$ )과 q축 전압( $v_q$ )을 정지 좌표계상의 d축 전압( $v_d$ )과 q축 전압( $v_q$ )으로 변환하는 동기/정지 좌표 변환기(4)와; 정지 좌표계상의 2상 전압을 3상 전압으로 변환하는 2/3상 좌표 변환기(5)와; 상기 3상 전압을 DC 링크 센싱전압과 함께 전압 지령으로 인가받아 스위칭에 의해 유도 전동기(16)를 구동하는 인버터부(7)와; 상기 유도 전동기(16) 구동시 전동기에 흐르는 3상 전류를 검출하는 전류 검출부(8)와; 상기 3상 전류를 동기 좌표계상의 d축 전류( $i_{ds}$ )와 q축 전류( $i_{qs}$ )로 변환하는 정지/동기 좌표계(10)와; 상기 두 전류에 의해 일차저항을 추정하는 일차저항 추정기(12)와; 상기 q축 전류( $i_{qs}$ )로부터 슬립 각속도( $\hat{\omega}$ )를 연산하는 자속 및 속도 추정기(11)를 포함하여 구성한 것을 특징으로 한다.

이하, 본 발명에 따른 일실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

본 발명의 동작 설명은 먼저 속도 및 토크 성분 제어에 대하여 살펴보면 기준속도( $\omega_r$ )와 추정속도( $\hat{\omega}$ )가 감산기(1a)에 입력되고 그 출력이 속도 제어기(2)에 입력되어 연산되고, 속도 제어기(2) 출력이 토크분 전류( $i_{ds}$ )와 함께 감산기(1b)에 입력되어 연산되고, 감산기(1b) 출력이 토크분 전류 제어기(3a)에 입력된다.

한편, 자속성분에 대한 제어방식은 기준자속( $i_{ds}$ )과 추정자속( $\hat{i}_{ds}$ )이 감산기(1c)에 입력되어 연산되고, 이 감산기(1c) 출력이 자속 제어기(13)에 입력되어 연산된다.

또한, 기준자속( $i_{ds}$ )이 자속 전류 연산부(15)에 입력되고, 연산된 자속분 전류( $i_{ds\_init}$ )와 자속제어기(13) 출력인 자속분 오프셋 전류( $i_{ds\_offsett}$ )가 가산기(14)에서 입력되어 연산하고, 연산된 가산기(14) 출력값이 실제 자속분 전류( $i_{ds}$ )와 함께 감산기(1d)에 입력되어 연산되고 그 출력이 자속분 전류제어기(3b)에 입력된다.

이와 같이, 토크부 전류 제어기(3a)와 자속분 전류 제어기(3b)에 입력된 값들에 대하여 전류 제어기(3a,3b) 출력은 동기 좌표계상의 d축 전압( $v_d^*$ )과 q축 전압( $v_q^*$ )을 출력하며 이 출력 값들은 동기/정지 좌표 변환기(4)에 입력되어 정지 좌표계상의 d축 전압( $v_d^*$ )과 q축 전압( $v_q^*$ )을 출력한다.

정지 좌표계상의 2상 전압은 다시 2/3상 좌표 변환기(5)를 통하여 3상 전압으로 변환되며 이 값은 DC 링크 센싱전압(6)과 함께 인버터부(7)에 전압 지령이 인가되고 인버터부(7)는 지령 전압에 따라 스위칭하여 유도 전동기(16)를 구동시킨다.

한편 전동기(16)가 구동되면 전동기에 흐르는 3상 전류를 전류 검출부(8)에서 검출하여 3/2상 좌표 변환기(9)에 입력되고, 3/2상 좌표 변환기(9) 출력은 정지/동기 좌표계(10)에 의하여 동기 좌표계상의 d축 전류( $i_d^*$ )와 q축 전류( $i_q^*$ )로 변환되고, 이 두 전류는 감산기(1b,1c)와 일차저항 추정기(12)에 입력된다.

또한, q축 전류( $i_q^*$ )는 자속 및 속도 추정기(11)에 입력되어 슬립 각속도( $\hat{\omega}_s$ )를 연산하는데 사용된다.

도3은 자속 및 속도 추정기(11)에 대한 회로 구성도로 입력으로 실제 전동기 입력 전압을 센싱하지 않고 정지 좌표계상의 계산치 전압( $v_d^*, v_q^*$ )과 실제 전류( $i_d^*, i_q^*$ )가 추정기(11)에 입력되고, 추정기 추정은 d축 직류자속( $\hat{i}_d$ ) 및 q축 직류자속( $\hat{i}_q$ )과 벡터제어시 필요한 자속의 절대위치를 나타내는 자속 각( $\hat{\theta}_s$ )과 자속 각속도( $\hat{\omega}_s$ ) 및 추정속도( $\hat{\omega}_s$ ) 값을 추정하여 출력한다.

이와 같이 입력과 출력이 정의된 자속 및 속도 추정기(11)에 대하여 도3과 함께 상세히 설명하면 다음과 같다.

유도 전동기의 회전자 자속을 구하는 수식은 전압 모델과 전류 모델 형태로 구할 수 있다.

고정자 회로의 전압 방정식을 이용하여 회전자 자속을 구하면 수학식 1과 수학식 2에 의하여 구하여 진다.

수학식 1

$$\hat{i}'_{ds} = \int (v_{ds}^* - r_s i_{ds}^*) dt$$

$$\hat{i}'_{qs} = \int (v_{qs}^* - r_s i_{qs}^*) dt$$

상기 수학식 1에서 고정자 누설 자속분을 고려하면 수학식 2과 같이 회전자 자속을 구할 수 있다.

수학식 2

$$\hat{i}'_{ds} = \frac{L_r}{L_m} ( \hat{i}'_{qs} - \alpha L_s i_{qs}^* )$$

$$\hat{i}'_{qs} = \frac{L_r}{L_m} ( \hat{i}'_{qs} - \alpha L_s i_{qs}^* )$$

고정자 회로의 전압 방정식에 의한 회전자 자속 추정에 있어서의 문제점은 적분기 사용에 의하여 변수 오프셋, 적분기 포화, 저속에서의 고정자 임피던스 강하 및 노이즈에 의한 자속 추정오차 등의 문제로 주로 고속 영역에서 고역 통과 필터(High pass Filter)와 함께 사용된다.

다음, 회전자 회로식을 이용한 회전자 자속을 구하면 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$\frac{d \hat{\lambda}^r_{qr}}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}^r_{qr} + r_r \frac{L_m}{L_r} i_m$$

$$\frac{d \hat{\lambda}^r_{qr}}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}^r_{qr} + r_r \frac{L_m}{L_r} i_m$$

상기 수학식 3은 회전자 좌표계상의 회전자 자속을 구한 식으로 정지 좌표계로 회전자 자속을 표현하면 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$\hat{\lambda}^r_{qr} = \hat{\lambda}^r_{qr} \cos \theta_r - \hat{\lambda}^r_{qr} \sin \theta_r$$

$$\hat{\lambda}^r_{qr} = \hat{\lambda}^r_{qr} \sin \theta_r + \hat{\lambda}^r_{qr} \cos \theta_r$$

회전자 회로식을 이용한 회전자 자속 추정은 전동기 상수 변동에 의한 자속 추정 오차 발생으로 주로 저역 통과 필터(Low pass Filter)와 함께 저속 영역에서 주로 사용한다.

따라서, 본 발명은 이 두 모델을 적절한 필터 사용에 의하여 다음 수학식 5와 같이 사용한다.

수학식 5

$$\hat{\lambda}^r_{dqr} = \frac{s}{s + K_p} \hat{\lambda}^r_{dqr\_vm} + \frac{K_p}{s + K_p} \hat{\lambda}^r_{dqr\_cm}$$

여기서, 상기  $\hat{\lambda}^r_{dqr\_vm}$ 는 전압 모델에 의하여 자속을 추정한 것이고,  $\hat{\lambda}^r_{dqr\_cm}$ 는 전류 모델을 이용하여 추정한 자속을 의미하며, 전압 모델 자속은 고역 통과 필터( $\frac{1}{s + K_p}$ )를 전류 모델은 저역 통과 필터( $\frac{K_p}{s + K_p}$ )를 사용하여 최종 회전자 자속( $\hat{\lambda}^r_{qr}$ )을 추정한다.

이와 같은 개념에서 도3의 자속 및 속도 추정기(11)를 살펴보면 먼저 전류 모델 자속 추정은 정지 좌표계로 표현된 전류( $i_{dq,}$ )는 좌표 변환기(20)에 의하여 회전자 좌표계로 변환되고, 변환된 전류( $i_{dq,}$ )는 전동기 상수(21)와 곱해져 감산기(22)에 입력되고, 적분기(23) 출력( $\hat{\lambda}^r_{qr}$ )인 회전자 좌표계상의 회전자 자속은 전동기 상수로 정의된 시정수(31)와 곱해진 값과 함께 감산기(22)에 입력되고, 그 차가 다시 적분기에 입력되는 구조로 된다.

이와 같이 연산된 회전자 좌표계상의 회전자 자속( $\hat{i}_d$ )은 좌표 변환기(24)에 의하여 정지 좌표계로 변환되면 전류 모델로 구한 회전자 자속( $\hat{\lambda}^* dqr_{cm}$ )이 된다.

전압 모델에 의하여 연산된 회전자 자속( $\hat{\lambda}^* dqr_v$ )에 대한 설명은 다음과 같다.

먼저, 계산치 전압( $v_{dp}$ )과 실제 전류( $i_{dq0}$ )가 일차 저항(17)과 곱해진 값이 감산기(19)에 입력되고, 그 출력은 제어기(26) 출력과 함께 가산기(27) 입력으로 사용되고, 가산기(27) 출력은 적분기(28)에 의하여 적분되어지고 그 적분된 값과 실제 전류( $i_{dq0}$ )가 누설 자속분(18)과 곱해진 값이 감산기(29)에 입력된다.

그리고, 감산기(29) 출력은 다시 전동기 상수로 구성된 값(30)과 곱해지면 우리가 추정하고자 하는 회전자 자속( $\hat{i}_d$ )을 추정할 수 있다.

이와 같이 추정된 회전자 자속( $\hat{i}_d$ )은 전류 모델에 의한 추정 자속( $\hat{\lambda}^* dqr_{cm}$ )과 함께 감산기(25)에 입력되고, 그 출력이 제어기(26)에 입력되어 연산되어지면 회전자 자속( $\hat{i}_d$ ) 추정이 이루어지며, 추정된 회전자 자속( $\hat{i}_d$ )은 속도 및 자속각 추정기(33)에 입력된다.

이와 같이 구성된 자속 추정기에서 전압 모델 회전자 자속( $\hat{\lambda}^* dqr_v$ )은 가산기(27)에서 제어기(26) 출력이 가산되지 않으면 전압 모델에 의한 회전자 자속( $\hat{\lambda}^* dqr_{vm}$ )이 된다.

도4는 추정된 자속( $\hat{i}_d$ )을 이용하여 속도 센서 없는 벡터 제어에 필요한 값을 연산하는 회로 구성도로 추정된 정지 좌표계 자속( $\hat{i}_d$ )을 동기 자속각 추정기(34)에 의하여  $\text{Arc\_tan}(\hat{i}_d / \hat{i}_q)$ 를 연산함으로서 추정 자속각( $\hat{\theta}_s$ )을 얻고, 이 추정된 자속각( $\hat{\theta}_s$ )은 미분기(35)에 의하여 자속 각속도( $\hat{\omega}_s$ )를 추정하고 추정된 자속 각속도( $\hat{\omega}_s$ )와 슬립 각속도( $\hat{\omega}_s$ )가 감산기(36)에 의하여 속도( $\hat{\omega}_s$ )를 추정한다. 다시 말해, 원래 추정된 자속( $\hat{i}_d$ )은 추정된 정지좌표계의 벡터, 즉 추정된 정지좌표계의 d축과 q축의 자속벡터성분( $\hat{i}_d, \hat{i}_q$ )을 의미하는 것으로, 이 벡터를 동기 자속각 추정기(34)에서 아크 탄젠트 취하면(벡터의 크기와 방향중 방향을 연산하는 주지의 방법) 동기 좌표계의 자속각( $\hat{\theta}_s$ )을 얻을 수 있다. 한편, 도4의 '38'은 슬립 각속도 추정기로 정의할 수 있으며, 슬립각속도( $\hat{\omega}_s$ )는 주지의 기술로서 다음의 식으로 정의된다. 즉,  $\hat{\omega}_s = Rr/Lr \times Iq/Id = Rr/Lr \times Lm / \lambda_d \times Iq$ 여기서, Rr은 회전자 저항, Lr은 회전자 리액턴스, Lm은 여자 리액턴스, Id=d축 전류, Iq=q축 전류이고,  $\lambda_d$ 는 d축 자속이다.

즉, 슬립 각속도 추정기(38)는 상기 d축 정지 - 동기 좌표 변환기(37)로부터 출력된  $\hat{i}_d$  과 동기 좌표계 q축 전류  $\hat{i}_q$  과 상기  $\hat{\omega}_s$ 의 연산식을 이용하여 슬립각속도  $\hat{\omega}_s$  을 연산하여 감산기(36)에 출력한다. 슬립 각속도( $\hat{\omega}_s$ )는 추정 자속( $\hat{i}_d$ ) 을 d축 정지 - 동기 좌표 변환기(37)를 통해 동기 좌표계 형태로 표현된 값 중에 d축 자속값( $\hat{i}_d$ )과 동기 좌표계상의 전류( $i_{dq0}$ )와 함께 슬립 각속도가 추정된다. d축 정지 - 동기 좌표 변환기(37)에서는 상기 추정된 정지 좌표계 자속( $\hat{i}_d$ ) 중 d축 성분을 동기 좌표계로 변환하여 추정 동기좌표계 d축 자속( $\hat{i}_d$ )을 출력한다. 도5의 일차 저항( $R_s$ ) 추정도로 벡터 제어가 잘 이루어질 경우 동기 좌표계 상의 d축 전압은 다음 수학식 6과 같이 정의할 수 있다.

## 수학식 6

$$V_{ds} = (r_s + r_r \frac{L_s^2}{L_r^2}) I_{ds} - \alpha L_r P I_{qs} - \alpha L_s I_{qs}^2 - r_r \frac{L_s^2}{L_r^2} \lambda_{ds}^2 - \omega_r \frac{L_s^2}{L_r^2} \lambda_{qs}^2$$

따라서, 동기 좌표계상의 계산된 d축 전압( $v_{ds}$ )과 수학식 6과 같이 정의된 값(44)이 감산기(39)에 입력되고, 그 출력이 제어기(40)에 입력되고, 제어기(40) 출력이 일정값으로 제한하는 제한기(41)를 거쳐 저역 통과 필터(42)를 통과한 값( $\tilde{F}_{s\_offse}$ )과 초기 일차저항 값( $Rs\_init$ )과 함께 가산기(43)에서 가산되면 일차 저항값이 추정된다.

이와 같이 추정된 값이 전압 모델에 사용되는 저항값을 변경 시키면서 제어하면 저속에서도 안정된 동작을 얻을 수 있다.

이상에서 상세히 설명한 바와 같이 본 발명은 유도 전동기 속도 제어 및 토크 제어가 필요한 응용분야에서 추가적인 센서 취부로 인하여 발생되어지는 문제점 없이 정밀한 벡터제어가 가능하므로 가격, 취부 및 노이즈로 인한 고정밀 제어를 하지 못한 모든 응용분야에 적용이 가능하다.

## 발명의 효과

이상에서 설명한 바와 같이 본 발명 유도 전동기의 벡터 제어 시스템은 속도 제어 및 토크 제어가 필요한 응용 분야에서 속도 센서 없이 정밀한 제어가 가능하므로 추가적인 센서 취부로 인하여 발생되어지는 문제점을 제거하면서 벡터제어가 가능하므로 그 동안 가격, 취부 및 노이즈로 인한 고정밀 제어를 하지 못한 모든 응용분야에 적용이 가능한 효과가 있다.

## (57) 청구의 범위

## 청구항 1.

기준속도( $\omega_r$ )와 추정속도( $\hat{\omega}_r$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 속도 제어기(2)와; 그 출력값과 토크분 전류( $i_{qs}^*$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 토크분 전류 제어기(3a)와; 기준자속( $i_{ds}^*$ )과 추정자속( $\hat{i}_{ds}^*$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 자속 제어기(3b)와; 기준자속( $i_{ds}^*$ )의 자속분 전류( $i_{ds\_init^*}$ )와 상기 자속제어기(3b)의 오프셋 전류( $i_{ds\_offset^*}$ )를 가산한 값과 실제 자속분 전류( $i_{ds}^*$ )의 차이값을 입력받아 연산하는 자속분 전류제어기(3c)와; 상기 토크분 및 자속분 전류 제어기(3a,3b)에서 출력된 동기 좌표계상의 d축 전압( $v_{ds}^*$ )과 q축 전압( $v_{qs}^*$ )을 정지 좌표계상의 d축 전압( $v_{ds}$ )과 q축 전압( $v_{qs}$ )으로 변환하는 동기/정지 좌표 변환기(4)와; 정지 좌표계상의 2상 전압을 3상 전압으로 변환하는 2/3상 좌표 변환기(5)와; 상기 3상 전압을 DC 링크 센싱전압과 함께 전압 지령으로 인가받아 스위칭에 의해 유도 전동기(16)를 구동하는 인버터부(7)와; 상기 유도 전동기(16) 구동시 전동기에 흐르는 3상 전류를 검출하는 전류 검출부(8)와; 상기 3상 전류를 동기 좌표계상의 d축 전류( $i_{ds}^*$ )와 q축 전류( $i_{qs}^*$ )로 변환하는 정지/동기 좌표계(10)와; 상기 두 전류에 의해 일차저항을 추정하는 일차저항 추정기(12)와; 상기 q축 전류( $i_{qs}^*$ )로부터 슬립 각속도( $\hat{\omega}_s$ )를 연산하는 자속 및 속도 추정기(11)를 포함하여 구성한 것을 특징으로 하는 유도 전동기의 벡터 제어 시스템.

## 청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 자속 및 속도 추정기는 전류 모델에 의한 회전자 자속 추정기와; 계산치 전압( $v_{ds}^*, v_{qs}^*$ )과 실제 전류( $i_{ds}^*, i_{qs}^*$ )에 의하여 구현되는 전압 모델에 의한 회전자 자속 추정기와; 벡터제어시 필요한 자속의 절대위치를 나타내는 자속 각( $\hat{\theta}_s$ )과 자속 각속도( $\hat{\omega}_s$ ) 및 추정속도( $\hat{\omega}_r$ )값을 추정하여 동기 좌표계상의 자속( $i_{ds}^*, i_{qs}^*$ )을 연산하는 연산부와; 추정속도( $\hat{\omega}_r$ )를 적분하는 적분기를 포함하여 구성한 것을 특징으로 하는 유도 전동기의 벡터 제어 시스템.

## 청구항 3.

제1항에 있어서, 상기 자속 및 속도 추정기는 정지 좌표계로 표현된 전류( $i'_{dq}$ )를 회전자 좌표계로 변환하는 좌표 변환기(20)와; 상기 변환된 전류( $i'_{dq}$ )에 전동기 상수를 곱한값과 회전자 좌표계상의 회전자 자속( $i'_{d}$ )에 전동기 상수로 정의된 시정수를 곱한값과의 차를 입력받는 적분기와; 상기 연산된 회전자 자표계상의 회전자 자속( $i'_{d}$ )을 좌표변환하여 전류모델에 의한 회전자 자속( $\hat{i}^*_{dqr\_cm}$ )을 출력하는 좌표 변환기(24)와; 계산치 전압( $v'_{d}$ )과 일차저항이 곱해진 실제 전류( $i'_{dq}$ )의 차이값을 제어기(26)에 가산하는 가산기(27)와; 상기 가산기(27) 출력을 적분하는 적분기(28)와; 그 적분된 값과 누설 자속분이 실제 전류( $i'_{dq}$ )에 곱해진 값의 차이값을 구하는 감산기(29)와; 상기 감산된 출력에 전동기 상수로 구성된 값(30)을 곱하여 추정한 회전자 자속( $i'_{d}$ )과 전류 모델에 의한 추정 자속( $\hat{i}^*_{dqr\_cm}$ )의 차이값을 구하는 감산기(25)와; 상기 차이값을 연산하여 회전자 자속( $i'_{d}$ ) 추정하는 제어기(26)를 포함하여 구성한 것을 특징으로 하는 유도 전동기의 벡터 제어 시스템.

## 청구항 4.

제3항에 있어서, 자속 및 속도 추정은 추정된 정지 좌표계 자속( $i'_{d}$ )을 동기 자속각 추정기(34)에 의하여  $\text{Arc\_tan}(i'_{d}/i'_{q})$ 를 연산함으로서 추정 자속각( $\hat{\theta}_d$ )을 얻고, 이 추정된 자속각( $\hat{\theta}_d$ )은 미분기(35)에 의하여 자속 각속도( $\hat{\omega}_d$ )를 추정하고, 추정된 자속 각속도( $\hat{\omega}_d$ )와 슬립 각속도( $\hat{\omega}_s$ )가 감산기(36)에 의하여 속도( $\hat{\omega}_s$ )를 추정하고, 추정 자속( $i'_{d}$ )을 d축 정지 - 동기 좌표 변환기(37)를 통해 동기 좌표계 형태로 표현된 값 중에 d축 자속값( $i'_{d}$ )과 동기 좌표계상의 전류( $i'_{dq}$ )와 함께 슬립 각속도( $\hat{\omega}_s$ )를 추정하도록 구성한 것을 특징으로 하는 유도 전동기의 벡터 제어 시스템.

## 청구항 5.

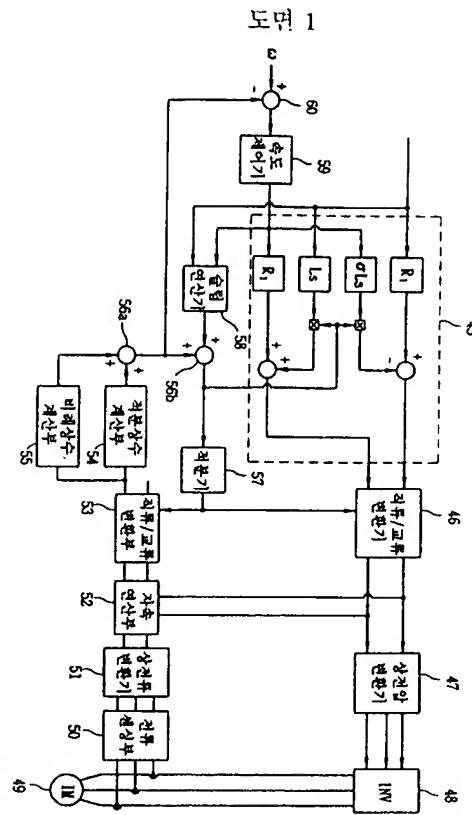
제1항에 있어서, 일차 저항( $R_s$ )의 추정은 동기 좌표계상의 계산된 d축 전압( $v'_{d}$ )과 수학식 1에 의해 정의된 값의 차이값을 입력받아 연산하는 제어기(40)와; 상기 제어기(40)의 출력값을 일정한 값으로 제한하는 제한기(41)와; 상기 제한기(41)를 통과한 값을 지역 통과 필터(42)를 통과한 값( $R_s\_offset$ )과 초기 일차저항 값( $R_s\_init$ )과 함께 가산하여 일차 저항값을 추정하는 가산기(43)를 포함하여 구성한 것을 특징으로 하는 유도 전동기의 벡터 제어 시스템.

## (수학식 1)

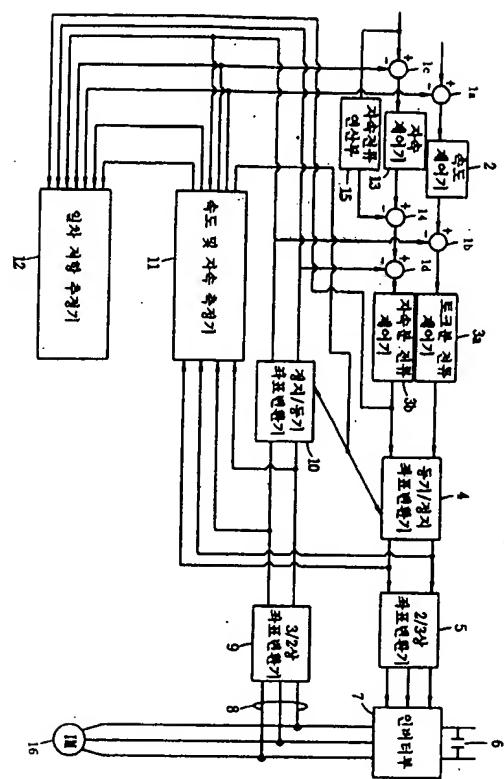
$$V'_{dq} = (r_s + r_r) \frac{L_m^2}{L_r^2} i'_{dq} = \alpha L_r P i'_{dq} + m_s \alpha L_r i'_{qr} - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda'_{dq} - m_r \frac{L_m}{L_r} \lambda'_{qr}$$

도민

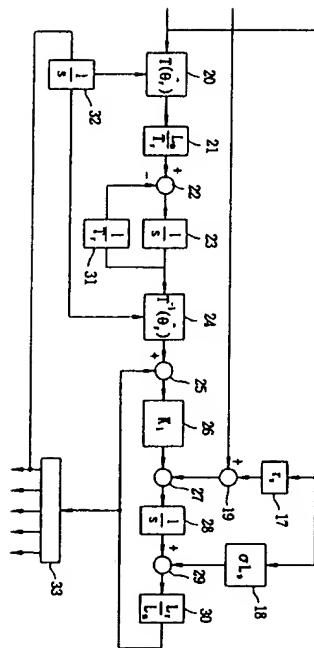
## 도면 1



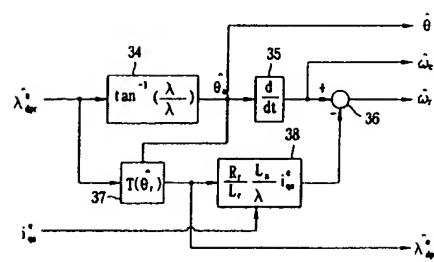
도면 2



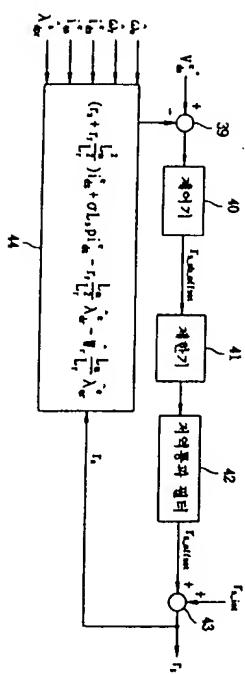
### 도면 3



### 도면 4



## 도면 5



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.